毫米波检波二极管特性与检波原理

徐伟业 [1*]

（中国科学院等离子体物理研究所 [1]，合肥 230031）

摘 要　毫米波检波二极管是用于回旋管功率实时监测的重要器件，本文对二极管特性进行了讨论。通过对二极管特性的分析，给出了二极管模型参数的简易获得方法，极大的方便了二极管测试，并可以通过测试的结果建立二极管等效电路模型，以便进行检波器的设计。本文利用泰勒展开分析了二极管小信号检波原理，利用二极管折线模型分析了二极管大信号检波原理；并从二极管电流电压特性方程出发，推导了小信号和大信号检波原理。本文系统地分析了二极管检波原理，提出了二极管模型参数提取方法，为检波电路的设计提供了依据。

关键词　二极管　等效模型　毫米波　功率监测

中图法分类号　TN313+.8；　　**文献标志码**　A

Characteristics and Detection Principles of Millimeter Wave Detector Diode

XU Wei-ye[1*]

（Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences[1], Hefei 230031, P.R.China）

[Abstract]　The millimeter wave detector diode is an important device for real-time power monitoring for gyrotron. In this paper, the diode characteristics are discussed. By analyzing the characteristics of the diode, we give the methods of getting diode model parameters. The principles of the small signal detection and the large signal detection of diode detection are analyzed using the Taylor expansion and the piecewise linear diode model respectively. And these principles of the diode detection are deduced from the diode current-voltage characteristic equation also. The detailed theoretical derivation is given. This paper provides a theoretical reference for the design of the diode detector.

[Key words]　Diode　Equivalent model　Millimeter wave　Power monitoring

在受控热核聚变研究中，电子回旋加热[1]是重要的等离子体辅助加热手段之一。毫米波功率监控系统[2, 3]是保障电子回旋共振加热系统正常工作的重要子系统。我们使用检波器实时监测毫米波功率，检波器电路通常由匹配电路、检波二极管和低通滤波器构成，如图 1 所示。二极管可以并联或者串联在匹配电路与低通滤波电路之间。

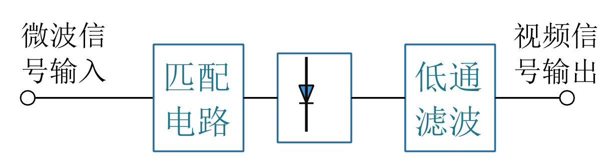


图 1 检波电路原理示意图

Fig. 1　Diagram of detection circuit

本文对毫米波检波二极管特性和检波原理进行了详细的分析，提出了二极管等效电路模型参数提取办法，是检波器设计的理论基础。

1 二极管特性

理想的二极管伏安特性为，

$$\mathrm{i(V)} = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1\right) \tag{1}$$

其中，Is 为二极管零偏压下的饱和电流，对肖特基二极管来说，一般在10^{-14}~10^{-6} A 不等，例如 VDI 公司 W 波段零偏置肖特基二极管的反向饱和电流为 4~24uA，TELEDYNE 公司的 TSC-SB-03020 肖特基二极管的反向饱和电流为10^{-14} A，反向饱和电流的值受结面积、势垒高度、温度等的影响；q 是电子的电荷；V 是二极管阳极阴极之间的电压，单位 V；k 是玻尔兹曼常数1.38×10^{-23} J/K；T 为结温度，单位为 K。根据式(1)，理想情况下的二极管伏安特性曲线如图 2 和图 3 所示。

作者:徐伟业

作者简介：徐伟业（1990-），男，博士，主要研究方向为微波技术、电子技术、数据采集、回旋管功率测量与运行控制等。E-mail：xuweiye@ipp.cas.cn。

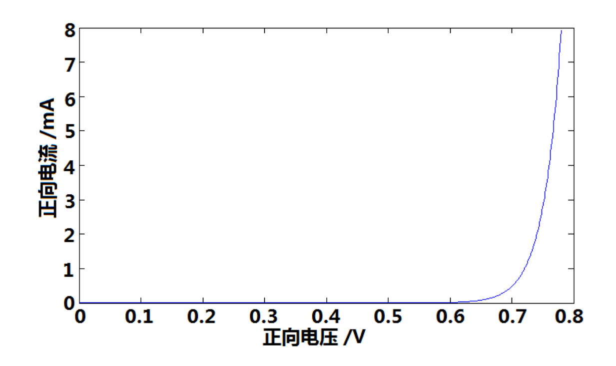


图 2 理想二极管伏安特性曲线（线性坐标）

Fig. 2 I-V characteristic curve of ideal diode with linear coordinate

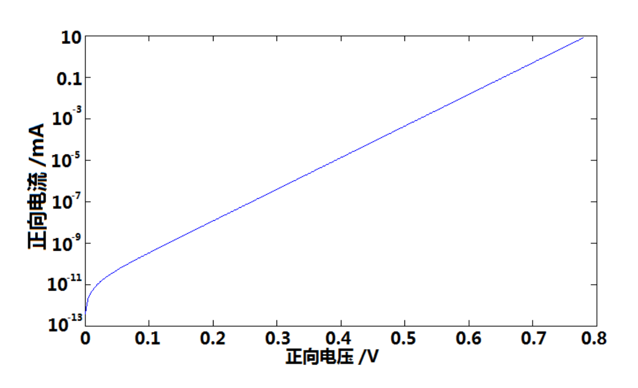


图 3 理想二极管的伏安特性曲线（纵坐标为对数坐标，横坐标为线性坐标）

Fig. 3 I-V characteristic curve of ideal diode with linear abscissa and logarithmic ordinate

实际上，在正向电压较小或较大时，二极管伏安特性均会发生变化，二极管特性曲线大致如图 4 所示，可以分为三个区域，区域 1 是截止区，复合电流其主要作用，

$$\mathrm{i(V)} = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{qV}{mkT}} - 1\right) \quad (2)$$

m 一般在 2 左右。

区域 2 是工作区域，扩散电流起主要作用，

$$\mathrm{i(V)} = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1\right) \quad (3)$$

n 是理想因子，理想情况下为 1，一般由于结缺陷等的影响，值大于 1，对于面接触型肖特基二极管，n 为 1~1.2 之间；对于点接触型肖特基二极管，n 一般大于 1.4。

区域 3 是饱和区，当正向电压较大的时候，注入 P 区的非平衡少子电子将产生积累，维持电中性要求多子空穴也相应积累，多子空穴存在浓度梯度，会发生扩散，空穴的离开会使 P 区电中性被破坏，P 区必然会建立一个电场阻止空穴的扩散，这个电场的存在使一部分电压加在 P 区（空间电荷区电压相应少了），电流增加变缓。电流电压特性，可以近似表达为，

$$\mathrm{i(V)} = \frac{\Delta \mathrm{V}}{\mathrm{R_s}} \quad (4)$$

ΔV是实际测试电压与理想电压之差。

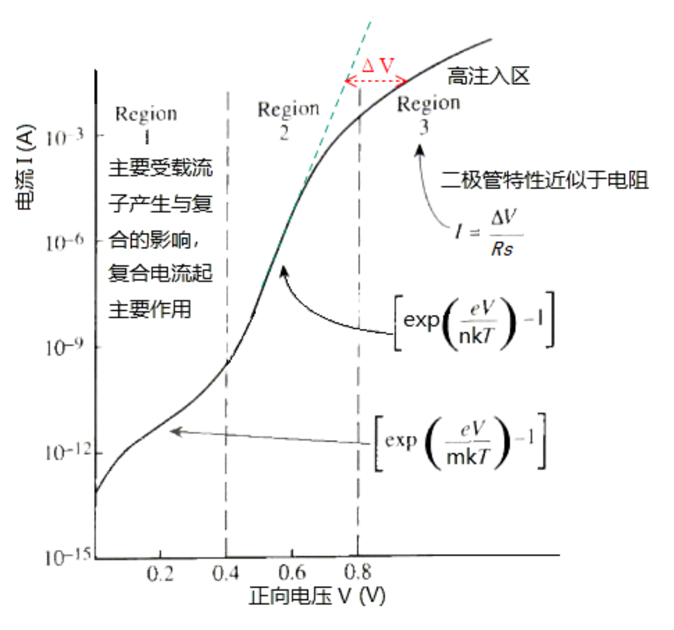


图 4 实际肖特基二极管伏安特性举例

Fig. 4 I-V characteristic of a schottky diode

式(1)中，Is 可以在零偏压时方便的测得。n 的测量需要测量正向电流 i，取$\mathrm{i}(V_1)$、$\mathrm{i}(V_2)$在二极管特性曲线的区域 2 内两个测量点，

$$\mathrm{i}(V_1) = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{qV_1}{nkT}} - 1\right) \quad (5)$$

$$\mathrm{i}(V_2) = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{qV_2}{nkT}} - 1\right) \quad (6)$$

上边两式相除，得到，

$$\frac{\mathrm{i}(V_1)}{\mathrm{i}(V_2)} = \frac{e^{\frac{qV_1}{nkT}}-1}{e^{\frac{qV_2}{nkT}}-1} \quad (7)$$

因为$\mathrm{i}(V_1)$、$\mathrm{i}(V_2)$在二极管特性曲线的区域 2 内，此时，$e^{\frac{qV}{nkT}} \gg 1$，所以有，

$$\frac{\mathrm{i}(V_1)}{\mathrm{i}(V_2)} = e^{\frac{q(V_1-V_2)}{nkT}} \quad (8)$$

两边取对数，有，

$$\ln\left(\mathrm{i}(V_1)\right) - \ln\left(\mathrm{i}(V_2)\right) = \frac{q(V_1-V_2)}{nkT} \quad (9)$$

所以，

$$\mathrm{n} = \frac{q(V_1-V_2)}{kT(\ln(\mathrm{i}(V_1))-\ln(\mathrm{i}(V_2)))} \quad (10)$$

根据上式，便可得到 n 的测量值。

实际上，二极管还会有串联电阻效应，

$$\mathrm{I} = \mathrm{i(V)} = \mathrm{I}_s\left(e^{\frac{q(\mathrm{V}-\mathrm{IR}_S)}{nkT}} - 1\right) \quad (11)$$

其中，Rs 是等效串联电阻，测量方法如下。在图 4 所示的特性曲线中，选择区域 2 附近的四个点，一般选取区域 2 内靠近开启电压附近的两个点，(V_1, I_1)、(V_2, I_2)，以及区域 2 和区域 3 交界处附近的两个点(V_3, I_3)、(V_4, I_4)，且另

$$\frac{\mathrm{I}_4}{\mathrm{I}_3} = \frac{\mathrm{I}_2}{\mathrm{I}_1} = \mathrm{a} \quad (12)$$

因为对于选取的四个点，都有$e^{\frac{q(V+IR_S)}{nkT}} \gg 1$，于是，

$$\ln\left(\frac{I_4}{I_3}\right)=\frac{q(V_4-I_4R_S-V_3+I_3R_S)}{nkT} \tag{13}$$

$$\ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right)=\frac{q(V_2-I_2R_S-V_1+I_1R_S)}{nkT} \tag{14}$$

由上面三个方程式联立得到，

$$(V_4-V_3)-(V_2-V_1)=I_4R_s-I_3R_s-I_2R_s+I_1R_s \tag{15}$$

所以，

$$R_s=\frac{(V_4-V_3)-(V_2-V_1)}{(I_4-I_3)-(I_2-I_1)} \tag{16}$$

一般选取的$(I_4-I_3)\gg(I_2-I_1)$，于是，

$$R_s=\frac{(V_4-V_3)-(V_2-V_1)}{I_4-I_3} \tag{17}$$

以 VDI 公司 W 波段单阳极肖特基二极管为例，特性曲线如下图 5 所示，I_1、I_2、I_3、I_4可以分别选取为10μA、100μA、1mA、10mA。于是，此二级管的串联电阻可以用下面的公式得到，

$$R_s=\frac{(V_4-V_3)-(V_2-V_1)}{9\ \mathrm{mA}} \tag{18}$$

接近于区域 3 中的电流电压特性（参见式(4)），

$$R_s=\frac{\Delta V(@9\ \mathrm{mA})}{9\ \mathrm{mA}} \tag{19}$$

实际上，根据二极管理想 IV 特性方程(1)以及考虑到串联电阻效应的 IV 特性方程(11)，两个方程两边同除以 Is，假设电流为 I 时，理想情况下的电压为V_i，考虑串联电阻情况下的电压为V_s，得到，

$$\frac{I}{I_s}=e^{\frac{qV_i}{nkT}} \tag{20}$$

$$\frac{I}{I_s}=e^{\frac{q(V_S-IR_S)}{nkT}} \tag{21}$$

上面两个方程取对数，并化简后得到，

$$V_i=V_s-IR_s \tag{22}$$

于是有，

$$I=\frac{V_s-V_i}{R_s}=\frac{\Delta V}{R_s} \tag{23}$$

同式(4)相同。

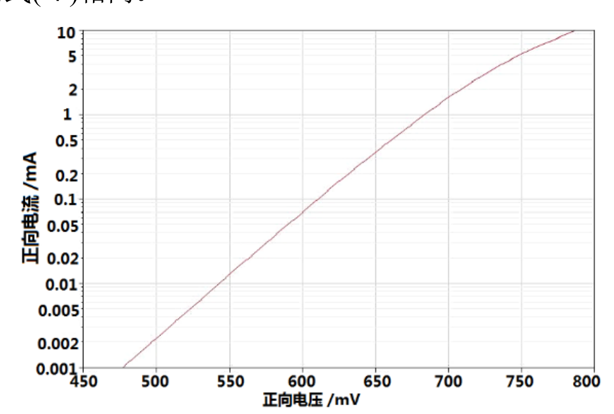


图 5 VDI 公司 W 波段单阳极肖特基二极管正向特性曲线

Fig. 5 I-V characteristic of a W band single anode schottky diode

from VDI

二极管等效模型如图 6 所示。其中，Ls 是引脚串联电感；Rs 是由接触、扩散电阻等引起的串联电阻（同上文中的 Rs）；Rj 是结电阻，大小与二极管所加偏压有关，结电阻 Rj 和 Rs 的和为视频电阻 Rv，因此 Rv 也随二极管所加偏压变化，其值为二极管所加正向直流电压和相应二极管电流的比值。

Cj 是二极管结电容，大小与二极管所加偏压有关，

$$C_j=C_{j0}\left(1-\frac{V}{\emptyset}\right)^{-\gamma} \tag{24}$$

其中，C_{j0}是零偏置下的结电容；$\emptyset$是二极管势垒内建电势，与材料与参杂浓度有关；γ是结电容非线性系数，是与 PN 结两侧杂质分布情况有关的参数，一般在 0.5 左右。

Cpp 是二极管管壳电容(两引脚间电容- Pad to Pad Capacitance)，可以在移除二极管金手指(二极管阴极、阳极与引脚之间的接线）后进行测量；同样，接上金手指后，可以测量二极管的总电容 Ct；金手指和引脚之间的电容 Cfp 也可以测量得到（一般很小，1fF 左右，可以忽略不计）。Cj 于是可以用下面的公式估算，

$$C_j=\frac{(C_t-C_{pp})}{N}-C_{fp} \tag{25}$$

其中，N 是引脚间阳极的个数，例如，如图 7 所示，用于检波器的二极管是单阳极的，N 等于 1；用于混频器的反并联二极管的 N 为 2。关于二极管的更多理论介绍及参数测量，可以参阅相关文献[4, 5]。

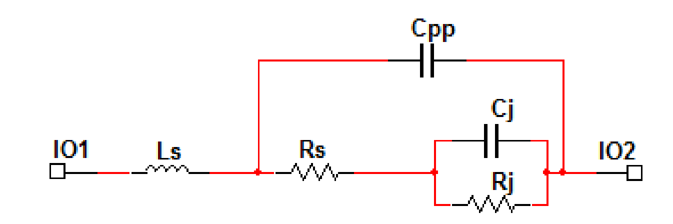


图 6 二极管等效模型

Fig. 6 Equivalent model of the diode

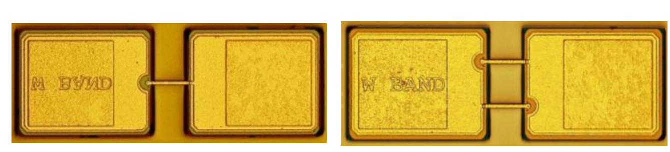


图 7 检波二极管（左）与反并联二极管（右）

Fig. 7 The detector diode (left) and the parallel diode (right)

2 小信号检波原理

假设二极管输入信号为直流电压加入一交流小电压$V=V_0+\delta V$，则利用泰勒展开，

$$i(V_0+\delta V)=i(V_0)+\delta V\left.\frac{di}{dv}\right|_{V_0}+\frac{\delta V^2}{2!}\left.\frac{d^2i}{dv^2}\right|_{V_0}+\cdots+\frac{\delta V^n}{n!}\left.\frac{d^ni}{dv^n}\right|_{V_0}+\cdots \tag{26}$$

其中，V_0是直流偏压，δV是小信号交流信号电压。

当$\delta V = V_p\cos(\omega_s t)$ 时，忽略三次以上高阶项，有，

$$i(V_0+\delta V) = i(V_0) + V_p\cos(\omega_s t)\frac{di}{dv}\Big|_{V_0} + \frac{V_p^2\cos^2(\omega_s t)}{2}\frac{d^2i}{dv^2}\Big|_{V_0} \quad (27)$$

其中，V_p是高频信号峰值，ω_s是高频信号频率。

根据三角公式，

$$\cos(2\omega_s t) = 2\cos^2(\omega_s t) - 1 \quad (28)$$

上式中的二阶整流项可以表示为，

$$\frac{V_p^2\cos^2(\omega_s t)}{2}\frac{d^2i}{dv^2}\Big|_{V_0} = \frac{V_p^2}{4}[1+\cos(2\omega_s t)]\frac{d^2i}{dv^2}\Big|_{V_0} \quad (29)$$

可以看到，二阶整流项包含一个直流分量和一个二倍频项，其中直流分量大小正比于V_p^2，即正比于输入高频信号的功率，相应的输出电压与V_p^2也成正比，直流信号通过定标即可以用来表征输入高频信号的功率。

二极管还可以用来解调输入的幅度调制信号，假设二极管输入一个小信号调幅信号，

$$v_s(t) = V_p[1+m\sin(\omega_m t)]\cos(\omega_s t) = V_p\cos(\omega_s t) + mV_p\sin(\omega_m t)\cos(\omega_s t) \quad (30)$$

利用三角公式，

$$\sin(\omega_m t)\cdot\cos(\omega_s t) = \frac{1}{2}[\sin(\omega_m+\omega_s)t + \sin(\omega_m-\omega_s)t] \quad (31)$$

于是有，

$$v_s(t) = V_p\cos(\omega_s t) + \frac{mV_p}{2}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t] \quad (32)$$

可以看到，调幅信号包含ω_s、$\omega_s+\omega_m$、$\omega_s-\omega_m$三种频率成分。

令 $\delta V = v_s(t) = V_p\cos(\omega_s t) + \frac{mV_p}{2}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]$，带入式(26)，并忽略三次以上的高次项，有，

$$i(V_0+\delta V) = i(V_0) + \left\{V_p\cos(\omega_s t) + \frac{mV_p}{2}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]\right\}\frac{di}{dv}\Big|_{V_0} + \frac{1}{2}\left\{V_p\cos(\omega_s t) + \frac{mV_p}{2}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]\right\}^2\frac{d^2i}{dv^2}\Big|_{V_0} \quad (33)$$

可以看到，输出信号中包含由直流偏压产生的直流项、输入信号频率成分的一阶整流项、以及二阶整流项。

其中，二阶整流项系数为，

$$\frac{1}{2}\left\{V_p\cos(\omega_s t) + \frac{mV_p}{2}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]\right\}^2 = \frac{1}{2}[V_p\cos(\omega_s t)]^2 + \frac{m^2V_p^2[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]^2}{8} + \frac{mV_p^2}{2}\cos(\omega_s t)[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t] \quad (34)$$

其中，

$$\frac{1}{2}[V_p\cos(\omega_s t)]^2 = \frac{V_p^2}{4}[2\cos^2(\omega_s t)-1] + \frac{V_p^2}{4} = \frac{V_p^2}{4} + \frac{V_p^2}{4}cos(2\omega_s t) \quad (35)$$

$$\frac{m^2V_p^2[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]^2}{8} = \frac{m^2V_p^2}{8}[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t]^2 = \frac{m^2V_p^2}{8}\{\sin^2[(\omega_s+\omega_m)t] + \sin^2[(\omega_s-\omega_m)t] - 2\sin[(\omega_s+\omega_m)t]\sin[(\omega_s-\omega_m)t]\} = \frac{m^2V_p^2}{16}\{2\sin^2[(\omega_s+\omega_m)t]-1\} + \frac{m^2V_p^2}{16} + \frac{m^2V_p^2}{16}\{2\sin^2[(\omega_s-\omega_m)t]-1\} + \frac{m^2V_p^2}{16} + \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_s t) - \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_m t) = \frac{m^2V_p^2}{8} - \frac{m^2V_p^2}{16}cos[2(\omega_s-\omega_m)t] - \frac{m^2V_p^2}{16}cos[2(\omega_s+\omega_m)t] + \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_s t) - \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_m t) \quad (36)$$

$$\frac{mV_p^2}{2}\cos(\omega_s t)[\sin(\omega_s+\omega_m)t - \sin(\omega_s-\omega_m)t] = \frac{mV_p^2}{2}\cos(\omega_s t)\sin(\omega_s+\omega_m)t - \frac{mV_p^2}{2}\cos(\omega_s t)\sin(\omega_s-\omega_m)t = \frac{mV_p^2}{4}[\sin(2\omega_s+\omega_m)t + sin(\omega_m t)] - \frac{mV_p^2}{4}[\sin(2\omega_s-\omega_m)t - sin(\omega_m t)] \quad (37)$$

式(35)、(36)与(37)相加，得到二阶整流项的系数，

$$\frac{V_p^2}{4} + \frac{m^2V_p^2}{8} + \frac{mV_p^2}{2}sin(\omega_m t) + \frac{V_p^2}{4}cos(2\omega_s t) + \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_s t) - \frac{m^2V_p^2}{8}\cos(2\omega_m t) - \frac{m^2V_p^2}{16}cos[2(\omega_s-\omega_m)t] - \frac{m^2V_p^2}{16}cos[2(\omega_s+\omega_m)t] + \frac{mV_p^2}{4}\sin(2\omega_s+\omega_m)t - \frac{mV_p^2}{4}\sin(2\omega_s-\omega_m)t \quad (38)$$

由上式看到，二阶整流项产生了输入信号以外的新的频率成分，包含的频率成分及其相对大小如下表，相对幅度除以$\frac{V_p^2}{4}\frac{d^2i}{dv^2}\Big|_{V_0}$就得到各分量输出的真实幅度。后面接低通滤波器即可将ω_m以外的频率成分滤除，检波得到调制信号。

表 1 二阶整流项各频率成分的相对大小

Table 1. The relative value for each frequency of the second order rectification item

频率成分	DC	ωm	2ωs	2ωm	2(ωs±ωm)	2ωs±ωm
相对幅度	$1+m^2/2$	2m	$1+m^2/2$	$m^2/2$	$m^2/4$	m

换一个角度进行分析，最基本的二极管检波电路如图 8 所示，假设图中的电容 C 是理想的，对高频信号短路，则在电容 C 两端没有高频成分。根据二极管电流电压特性方程式(3)，对一个射频周期进行积分，通过二极管的平均电流为，

$$i_d = I_s\left[\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\left(e^{\frac{qv_d}{nkT}}-1\right)dt\right] \quad (39)$$

其中$v_d = -V_{DC} + V_p\cos(\omega t)$，$\omega\tau = 2\pi$，$V_{DC}$是电容 C 两端的电压。化简上式，

$$i_d = I_s\left[\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} e^{\frac{qv_d}{nkT}}dt - \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} 1\,dt\right] =$$

$$I_s\left[\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} e^{-\frac{qV_{DC}}{nkT}} e^{\frac{qV_p\cos(\omega t)}{nkT}}dt - 1\right] =$$

$$I_s\left\{e^{-\frac{qV_{DC}}{nkT}}\left[\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} e^{\frac{qV_p\cos(\omega t)}{nkT}}dt\right] - 1\right\} =$$

$$I_s\left\{e^{-\frac{qV_{DC}}{nkT}}\left[I_0\left(\frac{qV_p}{nkT}\right)\right] - 1\right\} \quad (40)$$

其中，

$$I_0\left(\frac{qV_p}{nkT}\right) = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} e^{\frac{qV_p\cos(\omega t)}{nkT}}dt = \frac{1}{\omega\tau}\int_0^{\omega\tau} e^{\frac{qV_p\cos(\omega t)}{nkT}}d(\omega t) =$$

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{\frac{qV_p\cos(\theta)}{nkT}}d\theta \quad (41)$$

令，

$$y = \frac{qV_p}{nkT} \quad (42)$$

则有，

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{y\cos\theta}d\theta = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{i(-iy\cos\theta)}d\theta =$$

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{i(-iy\sin\theta)}d\theta \quad (43)$$

而整数阶贝塞尔（Bessel）函数的积分表示式[6]为，

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{i(x\sin\theta - n\theta)}d\theta \quad (44)$$

当 n=0 时，上式化为，

$$J_0(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{i(x\sin\theta)}d\theta \quad (45)$$

当式(43)中的$y = ix$时，式(43)与(45)完全相同。贝塞尔函数的级数形式表达式为，

$$J_v(x) = \sum_{k=0}^{+\infty}\frac{(-1)^k}{k!\Gamma(k+v+1)}\left(\frac{x}{2}\right)^{2k+v} \quad (46)$$

令$x = -iy$，$v = 0$，有，

$$J_0(y) = I_0(y) = \sum_{k=0}^{+\infty}\frac{(-1)^k}{k!\Gamma(k+1)}\left(\frac{-iy}{2}\right)^{2k} \quad (47)$$

其中，伽马函数（Γ函数）为，

$$\Gamma(t) = \int_0^{+\infty} x^{t-1}e^{-x}dx \,|\, t > 0 \quad (48)$$

伽马函数除极少数函数值外，其余函数值都是无理数。特别地，当 n 为正整数时，

$$\Gamma(n) = (n-1)! \quad (49)$$

因此式(47)可以化为，

$$I_0(y) = 1 + \frac{y^2}{4} + \frac{y^4}{64}\cdots \quad (50)$$

当$|y| < 1$时，上式是收敛的。由式(39)和(40)可以看到，通过二极管的平均电流依赖于反向饱和电流I_s，I_s随温度变化。考虑最普遍的情况，二极管输出端接非常低的负载（阻抗非常高），这时有$i_d = 0$，因此，由式(40)，得到，

$$V_{DC} = \frac{nkT}{q}\ln\left[I_0\left(\frac{qV_p}{nkT}\right)\right] \quad (51)$$

把式(50)带入上式，在小信号情况下，可以忽略三次以上的高次项，得到，

$$V_{DC} = \frac{nkT}{q}\ln\left[1 + \frac{\left(\frac{qV_p}{nkT}\right)^2}{4}\right] \quad (52)$$

对于小信号情况，$\frac{qV_p}{nkT} \ll 1$，则上式化为，

$$V_{DC} = \frac{nkT}{q}\left(\frac{qV_p}{2nkT}\right)^2 = \frac{qV_p^2}{4nkT} \quad (53)$$

从上式可以看到，检波器工作在平方率规律，同式(29)有相同的结论。

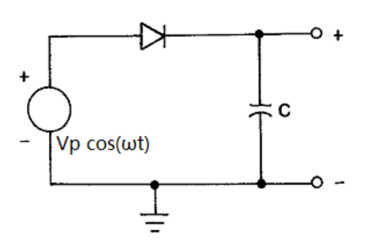


图 8 最简单的二极管检波电路

Fig. 8 The simplest diode detection circuit

在大信号情况，式(51)化简为[7]，

$$V_{DC} = V_p - \frac{nkT}{2q}\ln\left(\frac{2\pi qV_p}{nkT}\right) \approx V_p \quad (54)$$

也就是说，大信号情况下，输出电压与输入电压幅值近似相等。下面我们对大信号检波原理进一步分析。

3 大信号检波原理

大信号，是指输入高频信号的振幅大于二极管导通电压，这时可用二极管折线模型来分析[8]，如图 9，电压低于二极管导通电压时，二极管截止；电压高于二极

管导通电压时，二极管导通，导通电阻为R_d。

图 10 是最简单的二极管大信号包络检波电路，设二极管正向导通电阻为R_d，且$R_d \ll R_L$，二极管两端电压为，

$$u_D(t) = u_I(t) - u_L(t) \tag{55}$$

当$u_D(t)$大于二极管的导通电压U_{th}时，二极管导通，图 10 中的C_L开始充电，充电时间常数为$C_L R_d$；当$u_D(t)$小于二极管的导通电压U_{th}时，二极管截止，C_L开始放电，放电时间常数为$C_L R_L$。由于$R_d \ll R_L$，所以$C_L r_d \ll C_L R_L$，充电时间远小于放电时间。

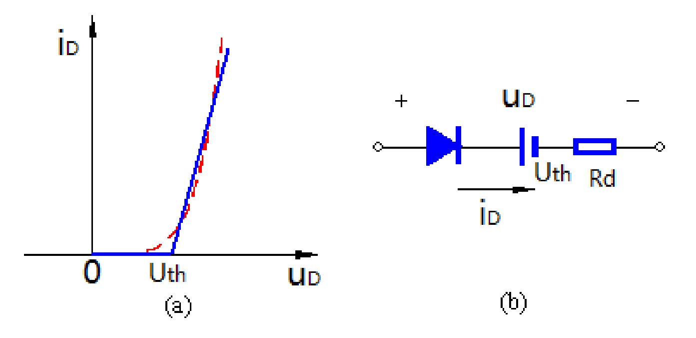


图 9 二极管折线模型

Fig. 9 The line mode of diode

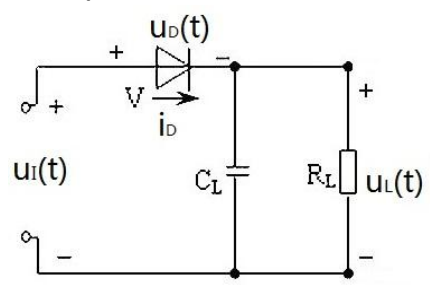


图 10 二极管大信号包络检波电路

Fig. 10 The large signal envelope detection circuit using diode

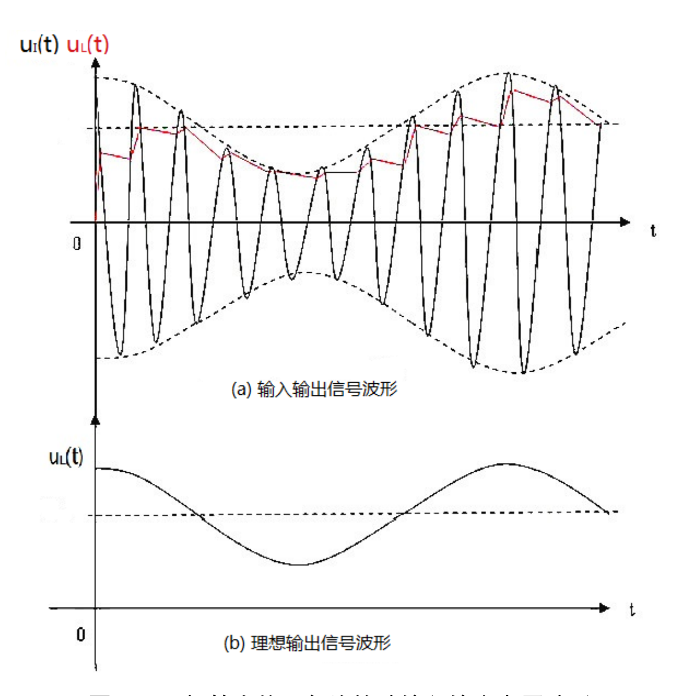


图 11 二极管大信号包络检波输入输出电压波形

Fig. 11 The input and output signals of large signal envelope detection circuit using diode

图 11 展示了输出电压$u_L(t)$随输入电压$u_I(t)$的变化，为了方便起见，图中的$u_L(t)$是在导通电压$U_{th} = 0$的条件下画出的，实际上在考虑到二极管导通电压的基础上画出的波形与图 11 很接近。可以看到，与小信号情况下的平方率检波不同，大信号检波电路输出的电压与输入调制信号的电压成正比。

4 总结

本文详细讨论了毫米波检波二极管特性，给出了二极管模型和模型参数获取办法，然后理论分析了二极管小信号检波和大信号检波原理。利用泰勒展开，推导了二极管小信号检波原理；同时从二极管电流电压特性方程出发，推导了小信号检波的原理。利用二极管折线模型分析了二极管大信号检波原理。本文为检波器的设计提供了理论参考。

参 考 文 献

[1] XU H, WANG X, LIU F, et al. Development and Preliminary Commissioning Results of a Long Pulse 140 GHz ECRH System on EAST Tokamak (Invited) [J]. Plasma Science and Technology, 2016, 18(4): 442-448.

[2] XU W, XU H, LIU F, et al. Millimeter Wave Power Monitoring in EAST ECRH System [J]. IEEE Access, 2016, 4(1): 5809-5817.

[3] 徐伟业, 刘甫坤, 徐昂东, et al. 电子回旋共振加热系统中功率监测用高速高精度放大器的设计 [J]. 科学技术与工程, 2016, 16(07): 65-73.

[4] HUANG C I. Investigation of deep level impurities (oxygen and chromium) in bulk gallium arsenide and Au-GaAs Schottky diodes [D]. UNIVERSITY OF FLORIDA, 1973.

[5] 焦晋平. (Al)GaN 肖特基二极管的电学特性研究 [D]. 江南大学, 2015.

[6] 季孝达, 薛兴恒, 陆英, 宋立功. 数学物理方程（第二版）[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 111-132.

[7] WETENKAMP S. Comparison of Single Diode Vs. Dual Diode Detectors for Microwave Power Detection [C]. Proceedings of the International Microwave Symposium Digest, 1983.

[8] 谢嘉奎. 电子线路——非线性部分（第四版）[M]. 北京: 高等教育出版社, 2000: 219-229.